

10/076407



日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 4月10日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-111095

[ST.10/C]:

[JP2001-111095]

出 願 人

Applicant(s):

株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

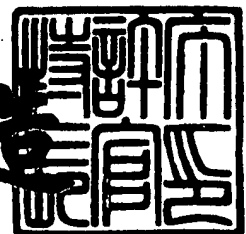
CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

RECEIVED  
SEP-6 2002  
TC 2800 MAIL ROOM

2002年 2月12日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及 川 耕 造



【書類名】 特許願

【整理番号】 DCMH120557

【提出日】 平成13年 4月10日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03M

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

    【氏名】 阿部 哲士

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

    【氏名】 松本 正

【特許出願人】

    【識別番号】 392026693

    【氏名又は名称】 株式会社 エヌ・ティ・ティ・ドコモ

【代理人】

    【識別番号】 100066153

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 草野 卓

【選任した代理人】

    【識別番号】 100100642

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 稲垣 稔

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 002897

    【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

    【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9702599

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 ターボ受信機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】  $N$  個 ( $N$  は 2 以上の整数) の送信機から送信信号を  $Q$  個のマルチパスを介して  $M$  個 ( $M$  は 1 以上の整数) のアンテナで受信するターボ受信機において、

上記各アンテナよりの受信信号と、上記各送信機対応の各復号器よりの事後対数尤度比から得られた事前情報と、上記各復号器からの復号器出力とが入力され、上記送信機ごとに他の信号による干渉成分を除去し、その送信機の送信シンボル各パスからの信号成分と、その等化後のチャネル情報とを出力するマルチユーザ等化器と、

上記マルチユーザ等化器より上記送信機ごとの送信シンボルの各パスからの信号成分及びその等化後のチャネル情報がそれぞれ入力され、そのマルチパスによる干渉を除去して対数尤度比を出力する  $N$  個のシングルユーザ等化器と、

これらシングルユーザ等化器の出力がそれぞれ供給される  $N$  個の上記復号器とを具備するターボ受信機。

【請求項 2】 上記マルチユーザ等化器は上記受信信号及び既知の系列と上記復号器出力から上記送信機及び上記アンテナ間の伝送特性 (チャネル値) を推定するチャネル推定部と、

上記各事前情報から軟判定シンボル推定値をそれぞれ推定する軟判定推定部と

上記各軟判定シンボル推定値及び上記伝送特性から上記各送信機ごとにその送信シンボルによる信号成分以外の干渉信号を推定する  $N$  個の他干渉信号推定部と

上記受信信号から上記各他干渉信号推定部の干渉信号を差し引き差分信号を得る引算部と、

上記伝送特性と上記各軟判定シンボル推定値とから、上記干渉剰余成分除去用フィルタ特性及び上記等化後のチャネル情報を上記送信機ごとに推定するフィル

タ特性推定部と、

上記各差分信号を対応する上記フィルタ特性によりフィルタ処理して上記送信機ごとの送信シンボルの各パスからの信号成分を求めるフィルタ処理部と、  
を具備することを特徴とする請求項 1 記載のターボ受信機。

【請求項 3】 上記マルチユーザ等化器は上記受信信号  $r_1(k), \dots, r_M(k)$  から上記マルチパスを考慮した受信ベクトル

$$\mathbf{y}(k) = [\mathbf{r}^T(k+Q-1) \ \mathbf{r}^T(k+Q-2) \ \dots \ \mathbf{r}^T(k)]^T$$

$$\mathbf{r}(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \ \dots \ r_M(k)]^T$$

$[\ ]^T$  は転置行列を表わす

を生成する受信ベクトル生成部を備え、

上記チャネル推定部は上記チャネル値として

【数 1】

$$H = \begin{bmatrix} H(0) & \dots & H(Q-1) & & 0 \\ & \ddots & & \ddots & \\ 0 & & H(0) & \dots & H(Q-1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}(q) = [\mathbf{h}_1(q) \ \dots \ \mathbf{h}_N(q)]$$

$$\mathbf{h}_n(q) = [h_{1n}(q) \ \dots \ h_{Mn}(q)]^T$$

$h_{mq}(k)$  ( $m=1, \dots, M, q=0, \dots, Q-1$ ) はアンテナ  $m$  についてのパス  $q$  の伝送特性 (チャネル値) である

を求め、

上記他干渉信号推定部は干渉信号 # 1  $\cdot \mathbf{B}'(k)$  を  $n=1, \dots, N$  の各  $n$  について計算し、

$$\mathbf{B}'(k) = [\mathbf{b}'^T(k+Q-1) \ \dots \ \mathbf{b}'^T(k) \ \dots \ \mathbf{b}'^T(k-Q+1)]^T$$

$$\mathbf{b}'(k+q) = [b'_1(k+q) \ b'_2(k+q) \ \dots \ b'_n(k+q) \ \dots \ b'_N(k+q)]^T : q=Q-1, \dots, 1$$

$$= [b'_1(k+q) \ b'_2(k+q) \ \dots \ 0 \ \dots \ b'_N(k+q)]^T : q=0, \dots, -Q+1, 0 \text{ の要素は } n \text{ 番目である。}$$

上記引算部は上記各干渉成分  $\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}'(k)$  を上記受信ベクトル  $\mathbf{y}(k)$  から引算し引いて差分ベクトル  $\mathbf{y}'_n(k)$  を求め、

上記フィルタ処理部は

$u_n(k) = \mathbf{w}_n^H(k) \cdot \mathbf{y}'_n(k)$  を計算して上記送信機  $n$  の各パスからのシンボル  $[b_n(k), b_n(k-1), \dots, b_n(k-Q+1)]$  による信号成分として求め、 $\mathbf{w}_n(k)$  は上記干渉剩余成分除去用フィルタ特性を表わし  $\mathbf{H}$  は共役転置行列を表わす、

ことを特徴とする請求項2記載のターボ受信機。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

#### 【発明の属する技術分野】

この発明は、例えば移动通信に適用され、干渉にもとづく波形歪を、ターボ符号技術を応用した繰り返し等化を行うターボ受信機、特に多入力多出力システム用ターボ受信機に関する。

##### 【0002】

#### 【従来の技術】

移動体通信事業の課題は限られた周波数上でいかに高品質で多数のユーザを所有できるシステムを構築するかということにある。このような課題を解決する手段として多入力多出力 (Multi-Input Multi-Output: MIMO) システムがある。このシステム構成は図5に示されているように複数の送信機  $S_1 \sim S_N$  から同時刻、同周波数上でシンボル  $c_1(i) \sim c_N(i)$  をそれぞれ送信し、これらの送信信号を複数のアンテナ #1 ~ #M を備える MIMO (多入力多出力) 受信器で受信し、MIMO 受信器は受信信号を処理し、各送信機  $S_1 \sim S_N$  の送信シンボル  $c_1(i) \sim c_N(i)$  を推定して出力端子  $Out_1 \sim Out_N$  に別々に出力する。

##### 【0003】

まずこの発明の元となる既存のシングルユーザ (送信機1台) 用のターボ受信機について説明する。

シングルユーザ用ターボ受信機

この場合の送信機、受信機の構成例を図 6 に示す。送信機 1 0 では情報系列  $c(i)$  の符号化が符号化器 1 1 で行われ、その符号化出力がインタリーブ 1 2 でインタリーブ（並べ替え）された後、変調器 1 3 で変調搬送波信号を変調し、その変調出力が送信される。この送信信号は伝送路（マルチパスの各チャネル）を通じて受信機 2 0 に受信される。受信機 2 0 では軟入力軟出力（SISO: Single-Input-Single-Output）等化器 2 1 により遅延波の等化が行われる。

## 【 0 0 0 4 】

シングルユーザの場合図 5 で  $N = 1$  にあたり、各受信アンテナ #  $m$  ( $m = 1, 2, \dots, M$ ) における受信出力は、

$$r_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} h_m(q) \cdot b(k-q) + v_m(k) \quad (1)$$

と表すことができる。 $m$  はアンテナインデックス、 $h$  はチャネルパラメタ（伝送路インパルス応答）、 $b(k-q)$  はユーザ（送信機 1）の送信シンボル、 $v_m(k)$  は受信機 2 0 の内部の熱雑音である。

これらアンテナ受信信号  $r_m(k)$  が等化器 2 1 に入力される。BPSK 変調と仮定して、等化器は、出力として各符号化ビット  $\{b(i)\}$  が  $+1$  である確率と  $-1$  である確率の対数尤度比  $\Lambda_1$  (LLR: Log-Likelihood Ratio) を導出する。

## 【 0 0 0 5 】

## 【数 2】

$$\Lambda_1[b(k)] = \log \frac{\Pr[b(k) = +1 | y(k)]}{\Pr[b(k) = -1 | y(k)]} \quad (2)$$

$$\equiv \lambda_1[b(k)] + \lambda_2^P[b(k)] \quad (3)$$

## 【 0 0 0 6 】

ここで  $\lambda_1[b(k)]$  は後続の復号器 2 4 に送られる外部情報、 $\lambda_2^P[b(k)]$  は等化器 2 1 に与えられる事前情報である。対数尤度比  $\Lambda_1[b(k)]$  は事前情報  $\lambda_2^P[b(k)]$  が減算器 2 2 で減算され、更にデインタリーブ 2 3 を介して SISO チャネル復号器 2 4 へ供給される。この復号器 2 4 は対数

尤度比  $\Lambda_2$ 、

【 0 0 0 7 】

【 数 3 】

$$\Lambda_2[b(i)] = \log \frac{\Pr[b(i)=+1 | \lambda_1[b(i)], i=0, \dots, B-1]}{\Pr[b(i)=-1 | \lambda_1[b(i)], i=0, \dots, B-1]} \quad (4)$$

$$\equiv \lambda_2[b(i)] + \lambda_1^P[b(i)] \quad (5)$$

【 0 0 0 8 】

を算出する。ここで  $\lambda_2 [b(i)]$  は繰り返しの際に等化器 2 1 に  $\lambda_2^P [b(k)]$  として与えられる外部情報であり、 $\lambda_1 [b(k)]$  が復号器 2 4 に事前情報  $\lambda_1^P [b(i)]$  として与えられる。

既存の受信信号のトレリス構造を用いた繰り返し等化器は文献 [1] C. Douillard and et al Iterative Correction of Intersymbol Interference: Turbo-Equalization, European Transactions on Telecommunications, vol. 6, pp. 507-511, September-October 1995 に詳細は示されている。先に述べたように等化器 2 1 はチャネル値 (インパルス応答値)  $h_m(q)$ , ( $q = 0 \dots Q-1$ ,  $m = 1 \dots M$ ) を等化器パラメータとして、そして後続の復号器 2 4 からフィードバックされるユーザの送信シンボルの事前尤度を用いて等化を行う。この際の計算量は  $2^{Q-1}$  のオーダーである。そして等化器 2 1 から出力される外部尤度は後続する軟入力軟出力復号器 2 4 に送られる。この操作を繰り返し、より確からしい送信シンボルを推定する。この等化器 2 1 はトレリス構造を用いているため性能は MLSE (最尤推定) 規範のものと等価であり最適等化法だと言える。

【 0 0 0 9 】

【 発明が解決しようとする課題 】

さて図 5 に示した複数ユーザ (送信機) の場合を考える。この時各受信アンテナ #  $m$  における受信出力は、

$$r_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n=1}^N h_{mn}(q) \cdot b_n(k-q) + v_m(k), \quad (m=1, \dots, M) \quad (6)$$

となり、ユーザインデックス  $n$  が追加された形となる。ここで上記のシングルユーザ最適ターボ受信機と同じ原理で各ユーザの送信シンボルを推定することを考える。チャネル値  $h_{mn}(q)$ , ( $q = 0 \cdots Q-1$ ,  $m = 1 \cdots M$ ,  $n = 1, \dots, N$ ) は既知だとする。上記のシングルユーザ用等化器 21 においては、式 (1) より 1 つのアンテナ受信信号に含まれるパスの数は  $Q$  個であるから  $Q-1$  状態のトレリス構造を用いて等化を行ったが、マルチユーザの場合は式 (6) の受信信号に含まれるパスの数は  $Q \cdot N$  個であるから  $(Q-1) \cdot N$  状態のトレリス構造を用いる必要があり、計算過程は同様であるが、計算量は  $2^{(Q-1) \cdot N}$  のオーダーになってしまう。将来の高速、大容量移動体通信システムでは  $Q$ ,  $N$  は共に増加すると考えられるためこの計算量は莫大で非現実的なものとなり、最適であるとはいえ実現は非常に難しいと言える。

【0 0 1 0】

【課題を解決するための手段】

この発明の原理はその概念的な考え方を図 1 に示すように等化器部を二つに分け前段等化器（マルチユーザ等化器）で後段のシングルユーザ等化器の等化範囲外の干渉成分をキャンセルし、そのため例えばソフト干渉キャンセルと MMSE（最小平均 2 乗誤差）規範線形フィルタリングの前処理を行い後段等化器として先に示したパス数が  $Q$  のシングルユーザの等化器を配置する。

このように前段の処理を線形フィルタを用いることにより計算量が莫大なものにならないようにする。

【0 0 1 1】

【発明の実施の形態】

上で述べたこの発明の基本的概念をもとにしたこの発明による多入力多出力ターボ受信機の構成及びこの発明が適用される MIMO システムの構成例を図 2 に示す。

送信側では、各  $N$  個の送信機  $S_1 \cdots S_N$  において

情報系列  $c_1(i) \cdots c_N(i)$  がそれぞれ符号器  $11-1, \dots, 11-N$  で符号化され、これら符号出力はインタリーブ  $12-1, \dots, 12-N$  を通じて変調器  $13-1, \dots, 13-N$  に変調信号として供給され、これら変調信号により

搬送波信号が変調されて信号  $b_1(k), \dots, b_N(k)$  として送信される。伝送路（チャネル）を通じて多入力多出力（MIMO）受信器 30 に受信される。この受信信号  $r(k)$  はマルチユーザ等化器 31 に入力され、この等化器 31 から  $N$  個それぞれ他の送信機からの信号による干渉が除去された信号  $u_1(k), \dots, u_N(k)$  と各チャネル値  $\alpha_1(k), \dots, \alpha_N(k)$  が出力されてそれぞれシングルユーザ等化器 21-1,  $\dots$ , 21-N に入力され、これら SISO 等化器 21-1,  $\dots$ , 21-N からそれぞれ対数尤度比  $\Lambda_1[b_1(k)], \dots, \Lambda_1[b_N(k)]$  が出力される。 $\Lambda_1[b_1(k)], \dots, \Lambda_1[b_N(k)]$  はそれぞれ事前情報  $\lambda_1[b_1(k)], \dots, \lambda_1[b_N(k)]$  が減算器 22-1,  $\dots$ , 22-N でそれぞれ減算され、デインタリーバ 23-1,  $\dots$ , 23-N を通じて軟入力軟出力（SISO）復号器（チャネル復号器）24-1,  $\dots$ , 24-N にそれぞれ入力されて復号され、復号器 24-1,  $\dots$ , 24-N から復号情報系列  $c'_1(i), \dots, c'_N(i)$  が出力されると共に対数尤度比  $\Lambda_2[b_1(i)], \dots, \Lambda_2[b_N(i)]$  がそれぞれ出力される。 $\Lambda_2[b_1(i)], \dots, \Lambda_2[b_N(i)]$  は減算器 25-1,  $\dots$ , 25-N により  $\lambda_1[b_1(i)], \dots, \lambda_1[b_N(i)]$  がそれぞれ減算され、更に、インタリーバ 26-1,  $\dots$ , 26-N をそれぞれ通じて  $\lambda_2[b_1(k)], \dots, \lambda_2[b_N(k)]$  としてマルチユーザ等化器 31 及び減算器 22-1,  $\dots$ , 22-N にそれぞれ供給される。ここでいうチャネル値  $\alpha$  とはマルチユーザ等化後のチャネルであり、チャネル  $H$  とは異なる。よって等化後のチャネル情報と記す。

## 【0012】

以下、各部の動作を説明する。

### マルチユーザ等化器 31（等化器前段部）

全てのアンテナ #1,  $\dots$ , #M からの受信出力  $r_1(k), \dots, r_M(k)$  を次式のベクトルとして表わす。

$$r(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \ \dots \ r_M(k)] \quad (7)$$

$$= \sum_{q=0}^{Q-1} H(q) \cdot b(k-q) + v(k) \quad (8)$$

ここで、 $[ ]^T$  は転置行列を表わす。

【0013】

$$\mathbf{v}(k) = [v_1(k) \ v_2(k) \ \cdots \ v_M(k)] \quad (9)$$

$$\mathbf{H}(q) = [\mathbf{h}_1(q) \ \cdots \ \mathbf{h}_N(q)] \quad (10)$$

$$\mathbf{h}_n(q) = [h_{1n}(q) \ \cdots \ h_{Mn}(q)]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{b}(k-q) = [b_1(k-q) \ b_2(k-q) \ \cdots \ b_N(k-q)]^T \quad q = k+Q-1, \dots, k-Q+1 \quad (12)$$

である。次にマルチパス（チャネル）の数 $Q$ を考慮して以下のベクトルを定義する。

【0014】

$$\mathbf{y}(k) \equiv [\mathbf{r}^T(k+Q-1) \ \mathbf{r}^T(k+Q-2) \ \cdots \ \mathbf{r}^T(k)]^T \quad (13)$$

$$= \mathbf{H} \cdot \mathbf{B}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (14)$$

【0015】

【数4】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H(0) & \cdots & H(Q-1) & 0 \\ & \ddots & & \vdots \\ 0 & H(0) & \cdots & H(Q-1) \end{bmatrix} \quad (15)$$

【0016】

ただし、

$$\mathbf{B}(k) = [\mathbf{b}^T(k+Q-1) \ \cdots \ \mathbf{b}^T(k) \ \cdots \ \mathbf{b}^T(k-Q+1)]^T \quad (16)$$

$$\mathbf{n}(k) \equiv [\mathbf{v}^T(k+Q-1) \ \mathbf{v}^T(k+Q-2) \ \cdots \ \mathbf{v}^T(k)]^T \quad (17)$$

図2中の後段の等化器21-1, ..., 21-Nは各ユーザのシンボル $[b_n(k), b_n(k-1), \dots, b_n(k-Q+1)]$  ( $n=1, \dots, N$ ) による符号間干渉チャネルを等化するものである。そのため前段の等化器31では $\mathbf{y}(k)$ 内の上記 $[b_n(k), b_n(k-1), \dots, b_n(k-Q+1)]$  ( $n=1, \dots, N$ ) 以外の干渉を除去する処理を行う。以下にその定量的な説明を行う

【0017】

まず、復号器24-1, ..., 24-Nからフィードバックされる等化器31の事前情報 $\lambda_2^P [b_n(k)]$  ( $n=1, \dots, N$ )を用いて軟判定シンボル推定値を次式により求める。

$$b'_n(k) = \tan h [\lambda_2 [b_n(k)] / 2] \quad n=1, \dots, N \quad (18)$$

次にこれらとチャネル値を用いて干渉信号のレプリカ $H \cdot B'(k)$ を作成し、受信ベクトル $y(k)$ から引算する。

$$y'_n(k) \equiv y(k) - H \cdot B'(k) \quad (19)$$

$$= H \cdot (B(k) - B'(k)) + n(k) \quad (20)$$

ここで、

$$B'(k) = [b'_1(k+Q-1) \dots b'_1(k) \dots b'_1(k-Q+1)]^T \quad (21)$$

そして、

$$\begin{aligned} b'_1(k+q) &= [b'_1(k+q) b'_2(k+q) \dots b'_n(k+q) \dots b'_N(k+q)]^T : q=Q-1, \dots, 1 \\ &= [b'_1(k+q) b'_2(k+q) \dots 0 \dots b'_N(k+q)]^T : q=0, \dots, -Q+1 \end{aligned} \quad (22)$$

( $b(k+q)$ の要素中のゼロは $n$ 番目)

以下この干渉を引算する操作をソフト干渉キャンセルと呼ぶことにする。理想的に干渉信号のレプリカが作られているとすると、引算後得られる $y'_n(k)$ は第 $n$ 番目のユーザのシンボル、 $[b_n(k), b_n(k-1), \dots, b_n(k-Q+1)]$ による符号間干渉成分しか持ち得ないことが分かる。

【0018】

実際アンテナの出力ベクトル $r(k)$ 内の第 $n$ 番目ユーザ(送信機)信号からの寄与成分はシンボル $[b_n(k), b_n(k-1), \dots, b_n(k-Q+1)]$ によるもののみだが、式(13)の受信ベクトル $y(k)$ の定義から理解されるように、マルチパス分合成して作られる受信ベクトル $y(k)$ 内の第 $n$ 番目ユーザ(送信機)信号からの寄与成分には $k$ 番目のシンボル $b_n(k)$ を基

準にすればこれに対して未来のシンボル  $[b_n(k+Q-1), b_n(k+Q-2), \dots, b_n(k+1)]$  による符号間干渉成分も含んでしまう。つまり上記干渉レプリカはその未来からの干渉成分も含めている。

## 【 0 0 1 9 】

そこで等化器 3 1 における前段処理の次のステップはソフト干渉キャンセル後の干渉余剰成分、つまり前記レプリカの不完全合成に基づく残余干渉成分と前記未来符号間干渉成分とを  $\mathbf{y}'_n(k)$  から MMSE (最小平均 2 乗誤差) 規範の線形フィルタにより除去する。つまり、フィルタ特性  $\mathbf{w}_n$  により  $\mathbf{y}'_n(k)$  を式 (2 3) のようにフィルタ処理した結果が受信信号中の第  $n$  番目ユーザの寄与成分がシンボル  $[b_n(k), b_n(k-1), \dots, b_n(K-Q+1)]$  にチャネル値  $\alpha_{1n}, \alpha_{2n}, \dots, \alpha_{Qn}$  をそれぞれ乗算した和と等しくなるようにする。

$$\mathbf{w}_n^H(k) \cdot \mathbf{y}'_n(k) \doteq \sum_{q=0}^{Q-1} \alpha_q(k) \cdot b_n(k-q) = \alpha_n^H(k) \cdot \mathbf{b}_n(k) \quad (23)$$

従ってこのフィルタ特性  $\mathbf{w}_n(k)$  及びチャネル値  $\alpha_n(k)$  を求めて式 (2 3) を演算すればよい。以下に  $\mathbf{w}_n(k)$ ,  $\alpha_n(k)$  の算出方法を示す。

## 【 0 0 2 0 】

上記の解は以下の最適問題の解として定義される。

$$(\mathbf{w}_n(k), \alpha_n(k)) = \arg \min \| \mathbf{w}_n^H(k) \cdot \mathbf{y}'_n(k) - \alpha_n^H(k) \cdot \mathbf{b}_n(k) \|^2 \quad (24)$$

$\alpha_{1,n}(k) = 1$  を条件とする。

つまり式 (2 4) の右辺が最小となる  $\mathbf{w}_n(k)$  と  $\alpha_n(k)$  を求める。

付加された拘束条件  $\alpha_{1,n}(k) = 1$  は、 $\alpha_n(k) = 0$ ,  $\mathbf{w}_n(k) = 0$  なる解を避ける為である。これは、

$$\| \alpha_n(k) \|^2 = 1$$

なる拘束条件で解く事も可能であるが以下では、 $\alpha_{1,n}(k) = 1$  の場合の解を示す。簡単の為、以下のように問題を置き換える。つまり式 (2 4) の右辺を  $\mathbf{w}$ ,  $\alpha$  について最小とする  $m_n(k)$  と定義する。

【0 0 2 1】

$$m_n(k) = \arg \min \| m_n^H(k) \cdot z_n(k) \|^2 \quad (25)$$

 $m_n^H(k) \cdot e_{MQ+1} = -1$  を条件とする。 ( $\alpha_{1,n}(k) = 1$  と等価)

ここで、

$$m_n(k) \equiv [w_n^T(k), -\alpha_n(k)^T]^T \quad (26)$$

$$z_n(k) \equiv [y_n^T(k), b(k)_n^T]^T \quad (27)$$

$$e_{MQ+1} = [0 \cdots 1 \cdots 0]^T \quad (28)$$

(  $e_{MQ+1}$  中の 1 の要素は  $MQ+1$  番目)

である。文献 [2] S.Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall P.220~P.227 に示されているラグランジェ未定係数法より、この最適化問題の解は以下で与えられる。

【0 0 2 2】

$$m_n(k) = -R_{ZZ}^{-1} \cdot e_{MQ+1} / e_{MQ+1}^H \cdot R_{ZZ}^{-1} \cdot e_{MQ+1} \quad (29)$$

ここで、

$$R_{ZZ} = E [z_n(k) \cdot z_n^H(k)] \quad (30)$$

 $E[A]$  は  $A$  の期待値 (平均値) を表わす。

【0 0 2 3】

【数 5】

$$= E \begin{bmatrix} H \cdot \Lambda_n(k) \cdot H^H + \sigma^2 I & H_n^H \\ H_n & I \end{bmatrix} \quad (31)$$

【0 0 2 4】

$$\Lambda_n(k) = \text{diag} [D_n(k+Q-1), \dots, D_n(k), 1, \dots, D_n(k-Q+1)]$$

 $I$  は単位行列  $\sigma^2$  は雑音電力

【0 0 2 5】

【数 6】

$$H_n \equiv \begin{bmatrix} h_n(Q-1) & 0 & 0 & 0 \\ h_n(Q-2) & h_n(Q-1) & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_n(0) & h_n(1) & \cdots & h_n(Q-1) \end{bmatrix} \quad (32)$$

【0 0 2 6】

$$\begin{aligned} D_n(k+q) &= \text{diag} [1 - b'_1{}^2(k+q), \dots, 1 - b'_n{}^2(k+q), \dots, 1 - b'_N{}^2(k+q)]^T : q = Q+1, \dots, 1 \\ &= \text{diag} [1 - b'_1{}^2(k+q), \dots, 1, \dots, 1 - b'_N{}^2(k+q)]^T : q = 0, \dots, -Q+1 \end{aligned} \quad (33)$$

diag は対角行列（行列の対角線の要素以外の要素はゼロ）を表わす。

つまりチャネルパラメータ  $H$ 、 $\sigma^2$  が既知であれば、 $m_n(k)$  は式 (29) で求めることができる。よって式 (26) に従い  $w_n(k)$ 、 $\alpha_n(k)$  も求められる。

【0 0 2 7】

この算出されたフィルタ特性  $w_n(k)$  により、 $y'_n(k)$  を次式により処理する。

$$u_n(k) = w_n^H(k) \cdot y'_n(k) \quad (34)$$

この  $n$  個の処理結果が後続の対応する等化器 21-n に送られる。 $H$  は共役転置行列を表わす。このようにして第  $n$  番目のユーザよりの式 (1) の左辺と対応する受信信号  $u_n(k)$  が得られ、また式 (1) の右辺のチャネルパラメータ  $h(q)$  と対応する  $\alpha_n(k)$  が得られ、つまり式 (1) と対応する式 (23) が求まる。よって  $\alpha_n(k)$  も等化器パラメータ（チャネルパラメータ）として後続の等化器 21-n に付与される。以上が等化器 31 による前段処理である。

【0 0 2 8】

次に後続の等化器 21-n 以降の処理について述べる。前述したように式 (23) は式 (1) と対応しているから、ユーザ毎の等化器 21-n 内での動作は図 6 中の等化器 21 の動作と同様に行えばよく上記でも述べた通り、文献 [1] に

示されているため詳細は省略する。各等化器 2 1 - n は上で定義した  $u_n(k)$  及び  $\alpha_n(k)$  を入力し、出力として各符号化ビットが +1 である確率と -1 である確率の対数尤度比  $\Lambda_1$  (LLR : Log-Likelihood Ratio) を次式により算出する。

【 0 0 2 9 】

【数 7】

$$\Lambda_1[b(k)] = \log \frac{\Pr[b_n(k) = +1 | u_n(k), k = 0, \dots, B]}{\Pr[b_n(k) = -1 | u_n(k), k = 0, \dots, B]} \quad (35)$$

$$\equiv \lambda_1[b_n(k)] + \lambda_2^P[b_n(k)] \quad (36)$$

【 0 0 3 0 】

ここで  $\lambda_1[b_n(k)]$  は後続の復号器 2 4 - n に送られる外部情報、 $\lambda_2^P[b_n(k)]$  は等化器 3 1 に与えられる事前情報である。復号器 2 4 - n は対数尤度比  $\Lambda_2$  を次式により算出する。

【 0 0 3 1 】

【数 8】

$$\Lambda_2[b_n(i)] = \log \frac{\Pr[b_n(i) = +1 | \lambda_1[b_n(i)], i = 0, \dots, B]}{\Pr[b_n(i) = -1 | \lambda_1[b_n(i)], i = 0, \dots, B]} \quad (37)$$

$$\equiv \lambda_2[b_n(i)] + \lambda_1^P[b_n(i)] \quad (38)$$

【 0 0 3 2 】

ここで  $\lambda_2[b_n(i)]$  は繰り返しの際に等化器 3 1 に与えられる外部情報、 $\lambda_1^P[b_n(k)]$  は復号器 2 4 - n に与えられた事前情報である。この図 2 に示した構成により繰り返し等化、復号を行い誤り率の向上が達成される。

前述したマルチユーザ等化器 3 1 の機能構成を図 3 を参照して簡単に説明する。各アンテナよりの受信信号は受信部 4 1 で式 (7) のベクトル  $r(k)$  として処理され、このベクトル  $r(k)$  を用いて受信ベクトル生成部 4 2 において

各マルチパス（チャネル）を考慮した式（13）の受信ベクトル  $\mathbf{y}(k)$  が生成される。

### 【0033】

一方、受信部41よりの受信信号と、各送信機と対応したユニークワード生成部50からのチャネル推定用のユニークワード系列などの既知系列信号と復号器24-1, ..., 24-N（図2）よりの符号化シンボルの軟判定出力  $b'_1(i)$ , ...,  $b'_N(i)$  をインタリバー28-1, ..., 28-Nを介したものとがチャネル推定部43に入力されてチャネル値  $\mathbf{H}$  が推定される。復号器出力も利用するのは繰り返し毎にチャネル推定精度を上げるためである。

また各復号器24-1, ..., 24-Nの出力対数尤度比  $\Lambda_2[b_1(i)]$ , ...,  $\Lambda_2[b_N(i)]$  からそれぞれ事前情報  $\lambda_1^P[b_1(i)]$ , ...,  $\lambda_1^P[b_N(i)]$  が差し引かれた外部情報  $\lambda_2[b_1(k)]$ , ...,  $\lambda_2[b_N(k)]$  が軟判定シンボル値推定部44-1, ..., 44-Nに入力され、それぞれ式（18）により軟判定シンボル推定値  $b'_1(k)$ , ...,  $b'_N(k)$  が計算され、これらが干渉ベクトル生成部45に入力され、干渉ベクトル生成部45では各  $n$  ごとに他の干渉信号となり得るシンボル推定値のベクトル  $\mathbf{B}'(k)$  が式（21）及び（22）により生成される。これら  $N$  個のベクトル  $\mathbf{B}'(k)$  とチャネル値  $\mathbf{H}$  との積が他干渉信号推定部46-1, ..., 46-Nでそれぞれ演算されて干渉信号のレプリカが求められる。

### 【0034】

これら  $N$  個の干渉信号レプリカが受信ベクトル  $\mathbf{y}(k)$  から引算部47-1, ..., 47-Nでそれぞれ引算されて、ベクトル  $\mathbf{y}'_1(k)$ , ...,  $\mathbf{y}'_N(k)$  が求められる。

またチャネル値  $\mathbf{H}$  と軟判定シンボル推定値  $b'_1(k)$ , ...,  $b'_N(k)$  がフィルタ特性推定部48に入力され、フィルタ特性推定部48では式（26）、（28）、（29）、（31）、（33）により、フィルタ特性  $\mathbf{w}_n$  と等化後のチャネル情報  $\alpha_n$  とを推定する。これらフィルタ特性  $\mathbf{w}_1$ , ...,  $\mathbf{w}_N$  とベクトル  $\mathbf{y}'_1(k)$ , ...,  $\mathbf{y}'_N(k)$  とがフィルタ処理部49-1, ..., 49-Nでそれぞれ乗算されつまりフィルタ処理されて、各ユーザごとの各

パスからのシンボル  $[b_n(k), b_n(k-1), \dots, b_n(K-Q+1)]$  の受信信号から他ユーザ信号よりの干渉が除去された成分である  $u_1(k), \dots, u_N(k)$  がそれぞれ得られ、これらとフィルタ特性推定部 48 で求められた等化後のチャネル情報  $\alpha_1(k), \dots, \alpha_N(k)$  がそれぞれ図 2 中のシングルユーザ等化器 21-1,  $\dots$ , 21-N へ供給される。

## 【0035】

上述では後段等化器 21-n における等化範囲は、シンボル  $[b_n(k), b_n(k-1), \dots, b_n(K-Q+1)]$  ( $n=1, \dots, N$ ) による符号間干渉区間としているが、この等化範囲は調節可能である。例えば、Q が非常に大きな値の場合は、後段の等化器 21-n の計算付加が大きくなる。このような場合、前段の等化器 31 を、 $[b_n(k), b_n(k-1), \dots, b_n(K-Q'+1)]$  ( $Q' < Q, n=1, \dots, N$ ) 区間以外の符号間干渉を除去するように変更すればよい。

## 【0036】

## 【発明の効果】

ユーザ（送信機）の数を N、各送信機のマルチパスの数を Q、受信機のアンテナの数を M とし、BPSK 変調の場合は、従来のシングルユーザのターボ受信機をそのまま多入力多出力（MIMO）に拡張した場合の等化器における計算量は先に述べたように  $2^{N(Q-1)}$  のオーダーであるが、この発明によれば  $N(MQ)^3$  のオーダーで済む。例えば  $N=8$ 、 $Q=20$ 、 $M=8$  とすると  $2^{N(Q-1)} \doteq 5 \times 10^{45}$  であるが  $N(MQ)^3 \doteq 37 \cdot 10^7$  となり、この発明によれば計算量を著しく低減することができる。

## 【0037】

この発明によれば良好なビット誤り率特性が得られることを以下の条件でシミュレーションを行って確認した。チャネル値 H は既知とした。

ユーザー数 N	4
各ユーザのマルチパス数 Q	5
受信アンテナ数 M	2 本
1 フレーム内の情報シンボル数	900 ビット

誤り訂正符号	レート 1 / 2、拘束長 3 畳み込み符号
ドップラー周波数	1000 H z (レイリーフェージング)
変調方式	B P S K
伝送速度	2 0 M b p s
復号器	L o g - M A P デコーダ
繰り返し数	6 回
チャンネル推定は理想	

図 4 にこの B E R (ビット誤り率) 特性のシミュレーション結果を示す。横軸は平均  $E_b$  (ビットエネルギー) /  $N_0$  (雑音電力) であり、 $f_d$  はドップラー周波数、 $T_s$  は送信シンボル周期である。このグラフに示されている M R C はオーダ 1 0 (2 アンテナ  $\times$  5 パス) ダイバーシチチャンネルにおける最大比合成 (Maximal Ratio Combining : M R C) 後の信号をビタビ復号した際に得られる B E R 特性であり、等化器が完全に干渉をキャンセルした際の B E R 特性に対応する。つまり繰り返し後の B E R が M R C カーブにどれだけ近いかで受信器の品質を評価することができる。図 4 により、この発明によれば  $E_b / N_0$  が高くなる程 B E R が減少し、かつ繰り返し回数を多くすれば B E R 特性は M R C の B E R 特性に近づき、特に繰り返し回数 6 では M R C に非常に近づくことが分かる。つまり、この発明による多入力多出力ターボ受信機は 4 ユーザ、各 5 パス、2 受信アンテナという厳しい条件でも適切に動作することが確認された。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【図 1】

この発明による多入力多出力ターボ受信機の原理を示す図。

##### 【図 2】

この発明による多入力多出力ターボ受信機の機能構成例を示す図。

##### 【図 3】

図 2 中のマルチユーザ等化器 3 1 の機能構成の具体例を示す図。

##### 【図 4】

この発明による多入力多出力受信器の誤り率特性のシミュレーション結果を示す図。

【図 5】

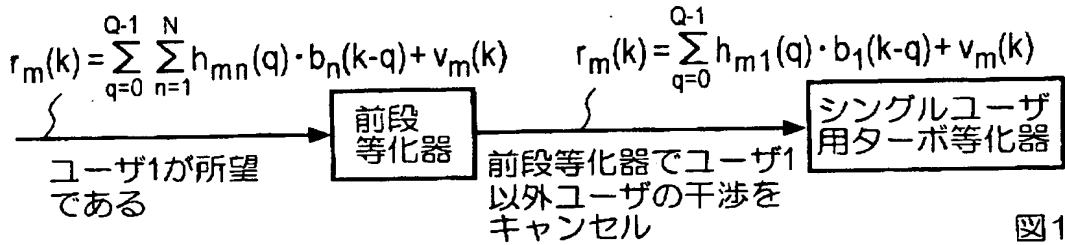
MIMOシステムの概念を表す図。

【図 6】

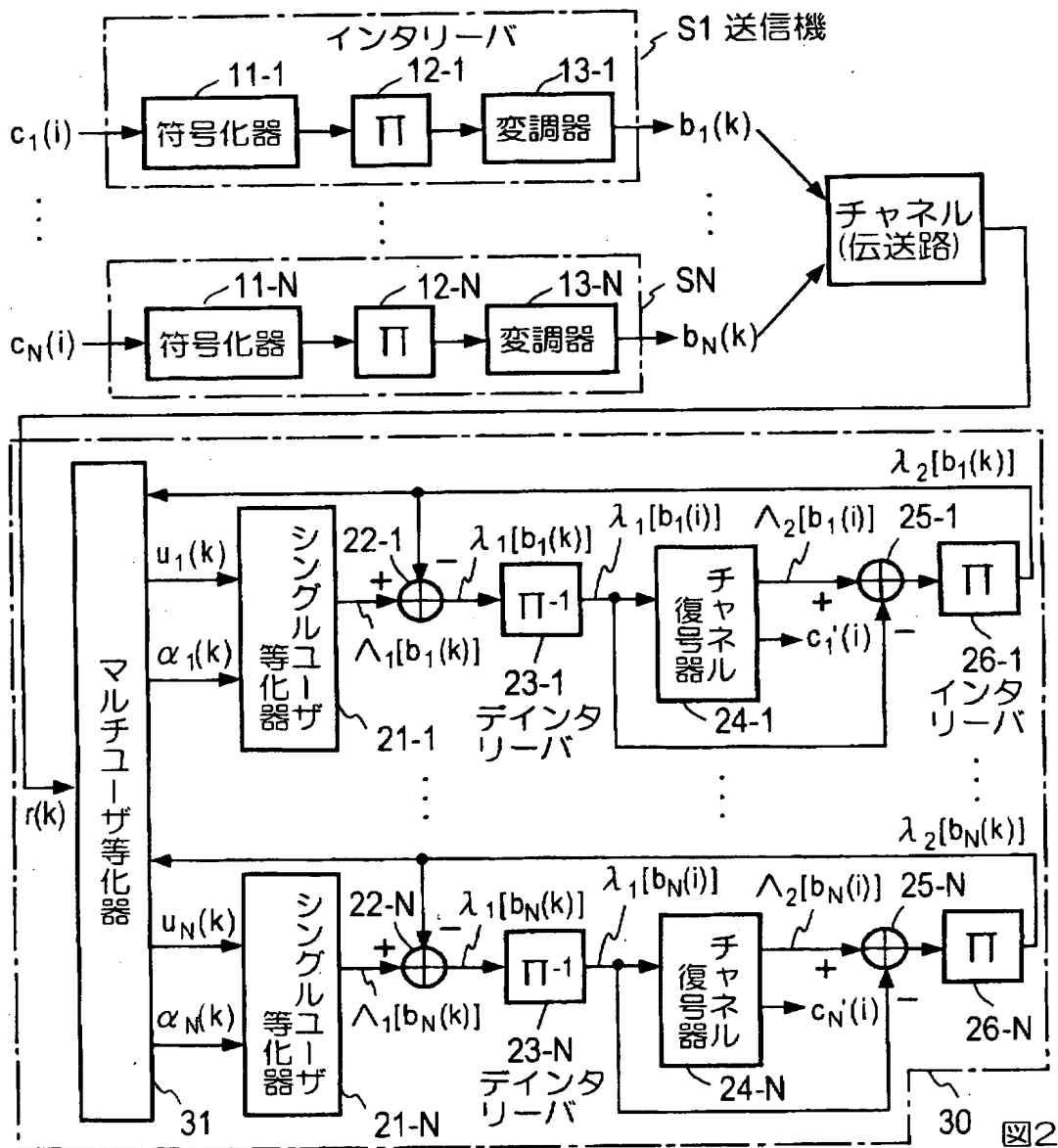
従来のシングルユーザ用ターボ受信機の機能構成を示す図。

【書類名】 図面

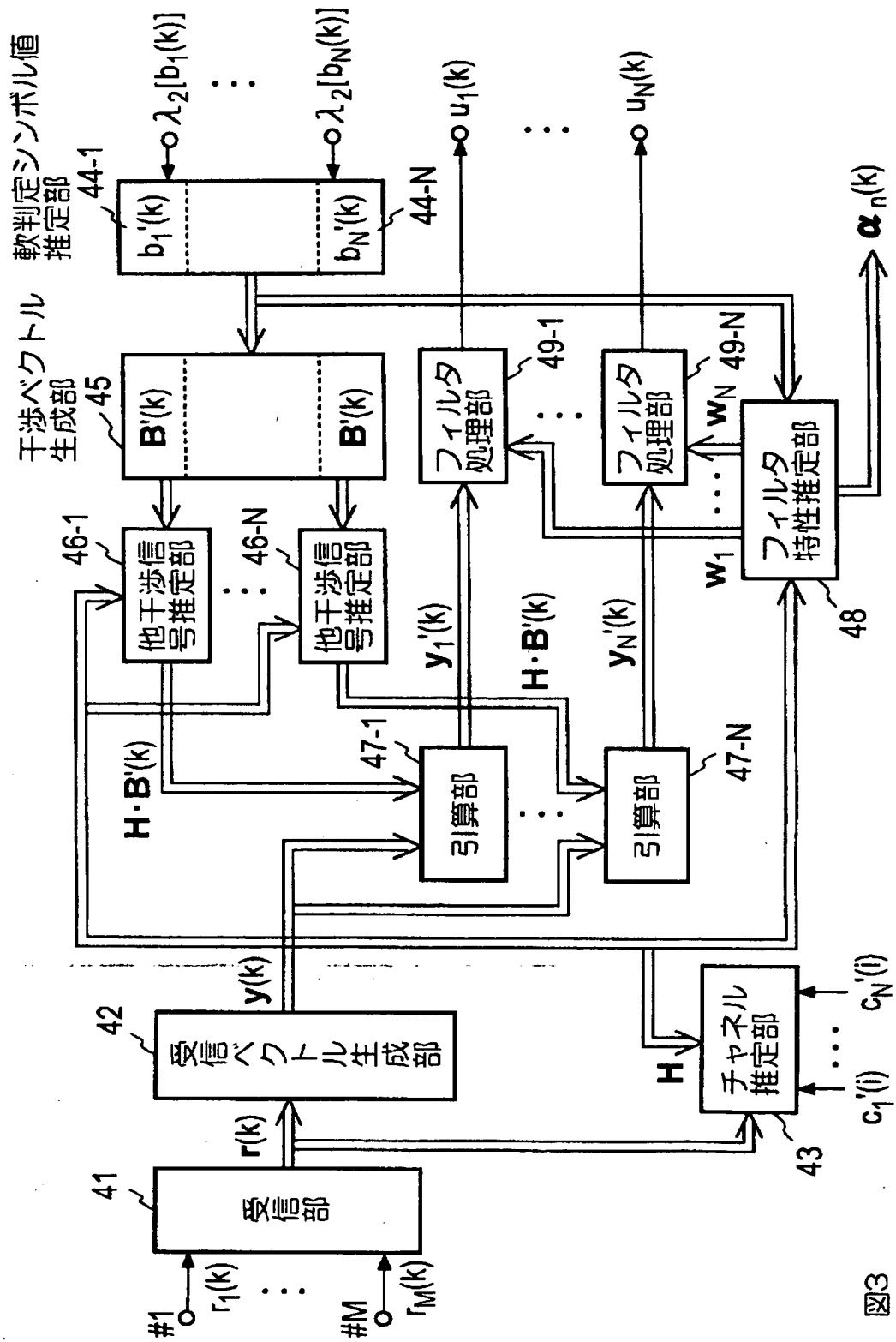
【図 1】



【図 2】



【図 3】



【図 4】

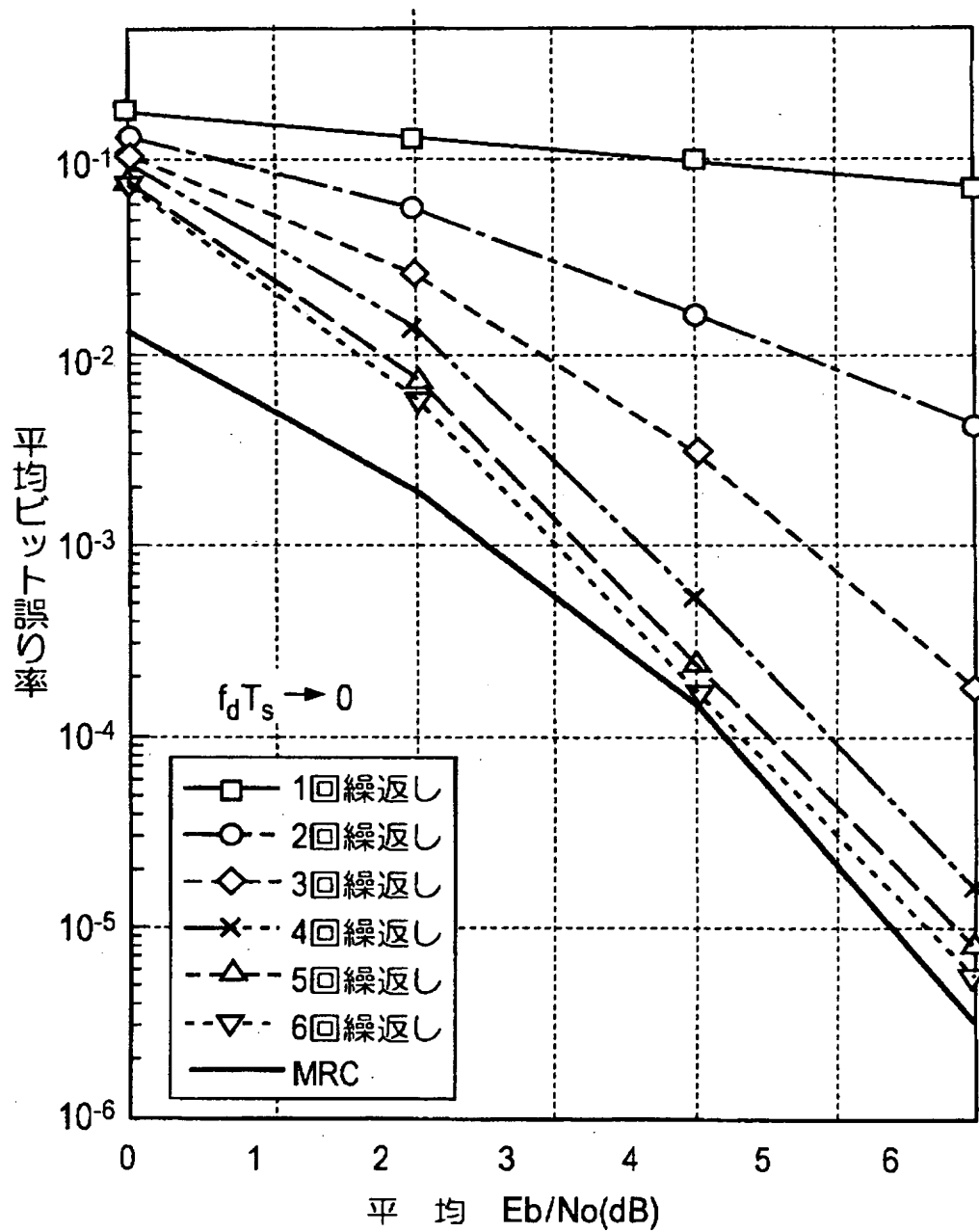


図4

【図 5】

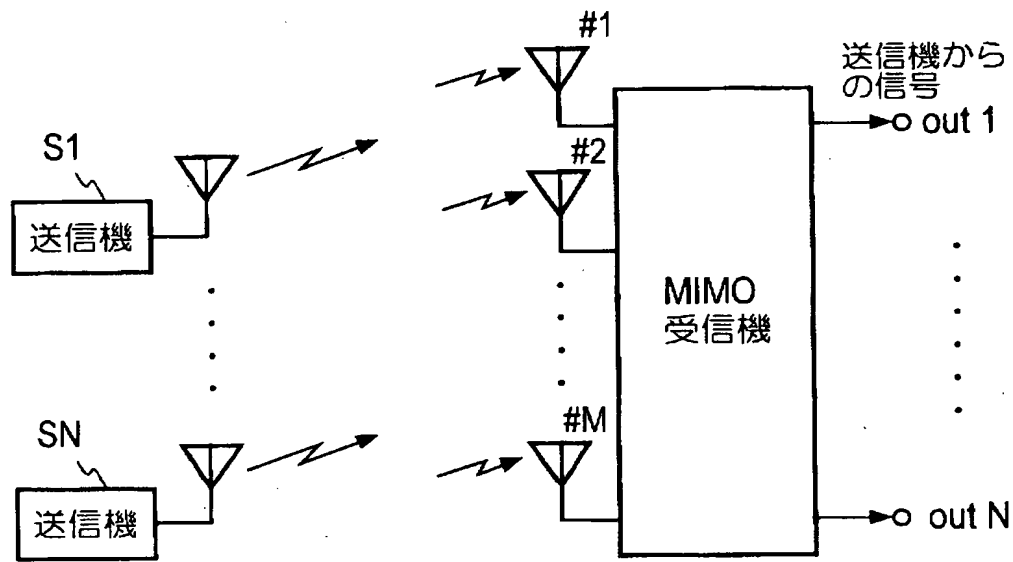


図5

【図 6】

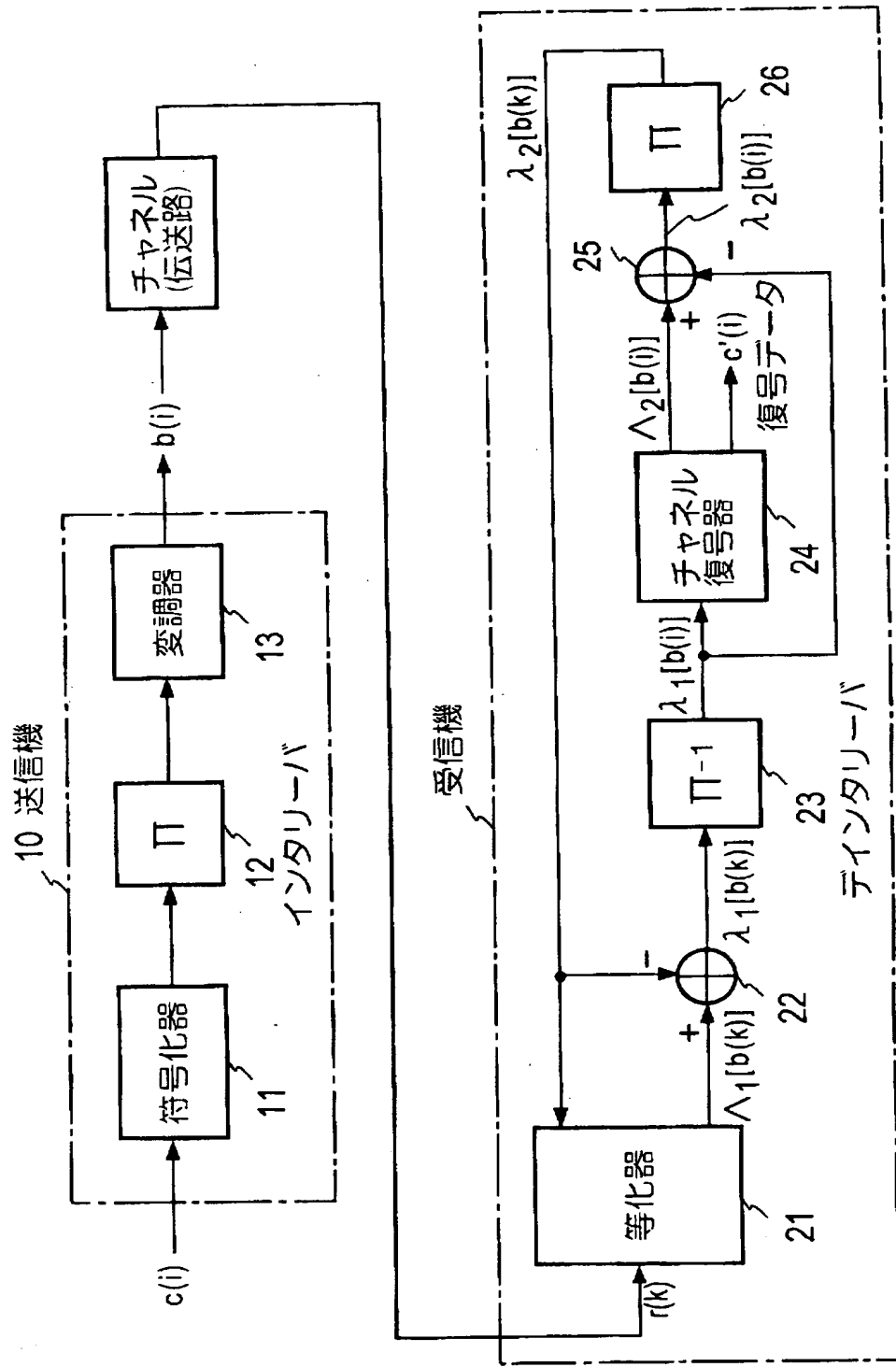


図6

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 干渉除去等化のための計算量を減少させる。

【解決手段】 前段等化器において、第  $n$  番目のユーザ（送信機）からの送信シンボル  $\sum_{q=0}^{Q-1} b_n(k-q)$  以外による他ユーザの送信シンボルによる干渉成分を推定したチャネル値と、復号した軟判定シンボル値とから作り、この干渉成分を受信信号から除去し、更にその除去の残余成分を、最小平均 2 乗誤差規範線形フィルタ処理により除去して、第  $n$  番目のユーザのみからの受信信号  $r_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} h_{mn}(q) b_2(k-q) + r_m(k)$  を作り、これを後段に設けた従来のシングルユーザ用ターボ等化器にて干渉除去する。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [392026693]

1. 変更年月日	2000年 5月19日
[変更理由]	名称変更
住 所	東京都千代田区永田町二丁目11番1号
氏 名	株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ